

Jefferson Cardoso Ribeiro

**CIRCUITO DE LEITURA DE UM DOSÍMETRO DE RADIAÇÃO
IONIZANTE**

Trabalho de conclusão de curso
submetido ao Programa de
graduação em Engenharia
Eletrônica da Universidade Federal
de Santa Catarina para a obtenção
do Grau de bacharel em
Engenharia Eletrônica

Orientador: Prof. Dr. Carlos Galup
Montoro

Florianópolis

2015

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Ribeiro, Jefferson Cardoso Ribeiro
CIRCUITO DE LEITURA DE UM DOSÍMETRO DE RADIAÇÃO
IONIZANTE / Jefferson Cardoso Ribeiro Ribeiro ;
orientador, Carlos Galup Montoro Galup - Florianópolis, SC,
2015.
65 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico.
Graduação em Engenharia Eletrônica.

Inclui referências

1. Engenharia Eletrônica. 2. Sensor. 3. Radiação
ionizante. 4. Extração da tensão de limiar. I. Galup,
Carlos Galup Montoro. II. Universidade Federal de Santa
Catarina. Graduação em Engenharia Eletrônica. III. Título.

Jefferson Cardoso Ribeiro

CIRCUITO DE LEITURA DE UM DOSÍMETRO DE RADIAÇÃO IONIZANTE

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do Título de Bacharel, e aprovado em sua forma final pelo Programa de Graduação em Engenharia Eletrônica.

Florianópolis, 17 de julho de 2015.

Prof. Jefferson Luiz Brun, Dr.
Coordenador do Curso

Banca Examinadora:

Prof.º Carlos Galup Montoro, Dr.
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina

Eng. Daniel Pasti Mioni, Me.
Chipus Microelectronics

Eng. Agostou Wilfried Zomagboguelou
Universidade Federal de Santa Catarina

Este trabalho é dedicado aos meus pais, imprescindíveis à sua conclusão.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao meu orientador, Professor Dr. Carlos Galup Montoro, pela oportunidade e tempo dedicado. Agradeço também ao Professor Dr. Márcio Cherem Schneider por estar sempre disposto a ajudar e pela atenção a mim dispensada. Agradeço a todos meus colegas de laboratório, em especial a Cristina Missel Adornes por todo o tempo dedicado, pela ajuda com as revisões e auxílio na formatação deste trabalho.

RESUMO

Um dos tratamentos capazes de destruir células tumorais é a radioterapia, que consiste em aplicar um feixe de radiação na área afetada pelo tumor. Contudo, esta radiação pode ser prejudicial a células saudáveis, sendo necessário um estudo sobre a quantidade de radiação a ser aplicada, admitindo que a variação máxima entre a dose recebida pelo paciente e a dose prescrita seja de $\pm 5\%$. Assim, vê-se a necessidade da utilização de dosímetros para garantir que o paciente receba a dose de radiação especificada, aumentando a probabilidade de êxito do tratamento. Neste trabalho é apresentado o projeto de um dosímetro de radiação baseado em tecnologia CMOS comercial. Uma das vantagens deste dosímetro é o fato de não apresentar cabos, diferente de alguns dosímetros comerciais. A tecnologia escolhida para a implementação do projeto foi a XH018 da XFAB, pelo motivo de conter dispositivos optoeletrônicos e transistores de óxido espesso. O transistor escolhido para ser utilizado como sensor foi o PMA, cuja espessura do óxido de *gate* é de 40 nm, a qual deve proporcionar uma sensibilidade de, pelo menos, $2 \frac{mV}{Gy}$. Em um dosímetro a MOSFET, a dose total de radiação é medida através da variação da tensão de limiar do dispositivo. Em vista disso, implementou-se no projeto um circuito extrator da tensão de limiar, cujo diferencial é compensar a variação de outros parâmetros do transistor ao ser irradiado, possibilitando analisar somente a variação da tensão de limiar.

Palavras-chave: Dosímetro. Radiação. Tensão de Limiar.

ABSTRACT

One of the treatments capable of destroying tumor cells is the radiotherapy treatment, which consists in applying a radiation beam at the tumor-affected area. However, this radiation can be harmful to the healthy cells, requiring a study about the amount of radiation to be applied, admitting that the maximum variation between the received dose by the patient and the prescribed dose to be of $\pm 5\%$. It can be seen the need of dosimeters in order to guarantee that the patient receives the specified dose, raising the odds for the treatment success. In this paper, it is presented the project of a radiation dosimeter based on CMOS commercial technology. One of this dosimeter's advantages is the fact of not requiring wires, unlike a few commercial dosimeters. The chosen technology to implement the project is the XH018 from XFAB, because it contains optoelectronic devices and thick-oxide transistors. The chosen transistor to use as sensor is the PMA, whose gate oxide thickness is of 40 nm, which should provide a sensibility of, at least, $2 \frac{mV}{Gy}$. In a MOSFET dosimeter, the total radiation dose is measured through the device's threshold voltage variation. With that in sight, an extractor circuit of the threshold voltage was implemented in the project, its differential is to compensate the variation in other transistor's parameters when irradiated, enabling to analyze only the threshold voltage variation.

Keywords: Dosimeter. Radiation. Threshold Voltage.

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Contribuição individual das cargas no óxido e na interface para a tensão de limiar.....	28
Tabela 2: Parâmetros do sensor PMA	39
Tabela 3: Dimensões dos transistores SCM_{1-2}	52
Tabela 4: Dimensões dos transistores SCM_{3-4}	54
Tabela 5: Dimensões dos transistores do WCM.....	54

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Dosímetros Termoluminescentes.....	24
Figura 2: Dosímetros a Diodo	26
Figura 3: Principais fenômenos desencadeados pela radiação ionizante em uma estrutura MOS, representados em um diagrama de bandas	27
Figura 4: Variação da tensão de limiar em função da dose acumulada.....	28
Figura 5: Efeitos da radiação sobre a corrente	30
Figura 6: MOSFET polarizado.....	30
Figura 7: Comportamento dos dispositivos polarizados com tensões V_{NGI} e V_{PGI}	32
Figura 8: Variação da sensibilidade absoluta com as técnicas de polarização	32
Figura 9: Diagrama básico de funcionamento do dosímetro <i>in vivo</i>	35
Figura 10: Corte transversal do MOSFET utilizado como sensor.....	38
Figura 11: Método de extração da corrente de folha e tensão de limiar	38
Figura 12: Exposição dos sensores utilizando as técnicas de polarização NGI e PGI	40
Figura 13: Extrator da tensão de limiar com corrente constante	41
Figura 14: Ponto de polarização do transistor	42
Figura 15: <i>Self-Biased Current Source</i>	43
Figura 16: Leitura diferencial dos sensores.....	44
Figura 17: Circuito de extração da tensão de limiar com circuito de chaveamento.....	46
Figura 18: Circuito de <i>non-overlapping clock</i>	47
Figura 19: <i>Self Cascode MOSFET</i>	48
Figura 20: <i>Wilson Current Mirror</i>	50
Figura 21: <i>Self Cascode MOSFET M₁₋₂</i>	52
Figura 22: <i>Self Cascode MOSFET M₃₋₄</i>	53
Figura 23: Comportamento transiente da corrente de referência	55
Figura 24: Comportamento transiente da tensão V_o	56
Figura 25: Comportamento transiente das tensões de referência	56
Figura 26: Dependência da tensão de referência com a temperatura	57
Figura 27: Variação da corrente de referência normalizada em função da temperatura.....	58
Figura 28: Dependência da tensão de limiar com a temperatura.....	58
Figura 29: Dependência da corrente de referência com a alimentação .	59
Figura 30: Dependência da tensão de referência com a alimentação	60
Figura 31 Dependência da leitura da tensão de limiar com a alimentação	60

Figura 32: Simulação da variação da tensão de limiar à exposição do
circuito à radiação 61
Figura 33 Efeitos da variação da mobilidade na corrente de referência 62
Figura 34: Efeito da variação da mobilidade sobre a tensão de limiar.. 63

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- CMOS – MOS complementar
- GND – Terra ou 0V
- I_{SH} – Corrente de Folha do transistor
- MOS – *Metal Oxide Semiconductor*
- MOSFET – *Metal Oxide Field Effect Transistor*
- NMOS – Transistor MOS do tipo N
- PMOS - Transistor MOS do tipo P
- SBCS – *Self-Biased Current Source*
- SCM – *Self Cascode MOSFET*
- T_C – Coeficiente de Temperatura
- T_{OX} – Espessura do óxido
- V_{DSmax} – Tensão máxima entre dreno e fonte
- V_{GSmax} – Tensão máxima entre *gate* e fonte
- V_{TH} – Tensão de limiar
- WCM – *Wilson Current Mirror*

SUMÁRIO

1.	INTRODUÇÃO.....	21
1.1.	PLANEJAMENTO DO TRATAMENTO RADIOTERAPÊUTICO	21
2.	DOSIMETRIA <i>IN VIVO</i>	23
2.1.	DOSÍMETROS TERMOLUMINESCENTES	23
2.2.	DOSÍMETROS A DIODOS	25
2.3.	DOSÍMETROS A MOSFET	26
2.4.	FUNCIONAMENTO	26
2.4.1.	Deslocamento da tensão de limiar	27
2.4.2.	Fator de rampa e mobilidade	29
2.4.3.	Efeitos da polarização durante a exposição	30
3.	OBJETIVO.....	34
3.1.	GERAL.....	34
3.2.	DOSÍMETRO DE BAIXO CONSUMO ALIMENTADO COM FOTOCÉLULA.....	35
4.	O SENSOR	38
5.	EXPOSIÇÃO DOS SENSORES À RADIAÇÃO	40
5.1.	EXTRAÇÃO DA TENSÃO DE LIMIAR	41
5.2.	<i>SELF-BIASED CURRENT SOURCE</i> (SBSC).....	42
6.	CHAVEAMENTO DOS MODOS DE OPERAÇÃO DO CIRCUITO EXTRATOR DA TENSÃO DE LIMIAR	46
7.	EQUACIONAMENTO DO CIRCUITO	48
7.1.	<i>SELF CASCODE MOSFET</i> (SCM).....	48
7.2.	<i>WILSON CURRENT MIRROR</i>	50
8.	DIMENSIONAMENTO DOS TRANSISTORES	52
8.1.	<i>SELF-CASCODEMOSFET</i> M_{1-2} (SCM $_{1-2}$)	52
8.2.	<i>SELF-CASCODEMOSFET</i> M_{3-4} (SCM $_{3-4}$)	53
8.3.	<i>WILSON CURRENT MIRROR</i>	54

9.	RESULTADOS.....	55
9.1.	TRANSIENTE	55
9.2.	TEMPERATURA	57
9.3.	DEPENDÊNCIA COM A TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO.....	59
9.4	VALIDAÇÃO DO SENSOR	61
10.	CONCLUSÕES	64
11.	REFERÊNCIAS	66

1. INTRODUÇÃO

A radioterapia é um dos métodos utilizados para o tratamento de câncer, onde uma dose de radiação ionizante é aplicada na área afetada pelo tumor buscando erradicar as células tumorais, causando o menor dano possível às células saudáveis, que embora afetadas, possuem uma capacidade maior de regeneração.

Para que o efeito da radiação atinja o maior número de células cancerosas e a tolerância dos tecidos normais seja respeitada, a dose total de radiação a ser administrada é normalmente fracionada em doses diárias iguais.

Metade dos pacientes com cânceres são tratados com radiações, e é cada vez maior o número de pessoas que ficam curadas com este tratamento. Para muitos pacientes, é um método bastante eficaz, fazendo com que o tumor desapareça e a doença fique controlada, ou até mesmo curada.

Quando não é possível obter a cura, a radioterapia pode contribuir para a melhoria da qualidade de vida. Isso porque as aplicações diminuem o tamanho do tumor, o que alivia a pressão, reduz hemorragias, dores e outros sintomas, proporcionando alívio aos pacientes[1].

1.1. PLANEJAMENTO DO TRATAMENTO RADIOTERAPÊUTICO

O planejamento é um ponto forte no tratamento radioterapêutico, pois permite ao médico radio-terapeuta a escolha de múltiplas alternativas de “ataque” ao tumor. Para isto é necessário saber precisamente a posição e volume do tecido canceroso. O paciente então é submetido a um diagnóstico de imagem (tomografia) e com ele é possível ter uma visualização 3D do tumor, com estes dados a equipe técnica pode calcular a dose de radiação necessária para o tratamento.

Após a realização do cálculo da dose, a equipe pode iniciar um estudo da distribuição de radiação que irá atingir o tumor, permitindo a

escolha da alternativa que danifique a menor quantidade possível de tecidos saudáveis. Em seguida, o paciente é posicionado no aparelho e recebe pontos de marcação permanentes para que a dose seja aplicada sempre no mesmo local.

A dose de radiação que o paciente irá receber é normalmente em torno de 2 Gy diários e pode ser monitorada com sensores posicionados no paciente próximos à área irradiada.

Algum erro nestas etapas, seja no cálculo do volume ou da dose, ou no posicionamento do feixe de radiação, pode diminuir drasticamente a eficácia do tratamento. Isso porque com uma subdosagem podem restar células cancerígenas suficientes para regenerar o tumor, enquanto que com uma superdosagem, células saudáveis podem ser danificadas. Isto torna o conhecimento da dosagem de radiação recebida pelo paciente essencial para o planejamento e execução do tratamento.

2. DOSIMETRIA *IN VIVO*

Na etapa de dosimetria são utilizados dosímetros que podem ou não monitorar a dose de radiação que o paciente recebe enquanto tratado, os dosímetros que monitoram a dose durante a irradiação são denominados *in vivo*, e como já foi citado, sua precisão é essencial para o sucesso do tratamento, pois a variação entre a dose prescrita e a aplicada não deve ser maior do que 5%.

Os dosímetros são usados em conjunto com simuladores, a fim de conhecer a dose e a distribuição da radiação no corpo humano. Além disso, utilizam-se dosímetros na calibração e avaliação do feixe de radiação.

Ao utilizar dosímetros *in vivo*, a dose pode ser comparada com a prescrita e caso haja violação da quantidade, o tratamento pode ser interrompido e o plano de radiação refeito.

Existem diversos tipos de dosímetros, dentre os quais, destacam-se os termoluminescentes (TL), os a diodo e a MOSFETs. Neste trabalho exploramos o efeito da radiação nos sensores a MOSFETs.

2.1. DOSÍMETROS TERMOLUMINESCENTES

Este tipo de dosímetro é um dos mais utilizados na radioterapia, são pequenos, precisos e não precisam estar conectados a cabos durante a irradiação.



Figura 1: Dosímetros Termoluminescentes

Este dosímetro aproveita o efeito da radioluminescência que provém de materiais termoluminescentes, como fluoreto de cálcio (CaF) e fluoreto de lítio (LiF). Ao serem expostos a radiação ionizante, os elétrons da banda de valência destes materiais adquirem energia suficiente para irem à banda de condução. Uma vez na banda de condução, parte destes elétrons pode ser capturada por armadilhas presentes entre a banda de valência e a de condução. Estes elétrons permanecem "presos" até adquirirem energia suficiente para retornar à banda de valência.

Após irradiados, estes sensores são aquecidos a temperaturas normalmente entre 200°C e 350°C, dependendo do material que os compõem. Ao serem aquecidos, os elétrons aprisionados adquirem energia suficiente para escapar das armadilhas e retornarem à banda de valência. Ao retornarem, os mesmos liberam energia em forma de luz, cuja intensidade é diretamente relacionada à dose total de radiação a qual o paciente foi exposto.

Este sensor possui algumas deficiências, principalmente, quanto à medida da radiação, pois é um processo muito demorado e, muitas vezes, é necessário fazer um tratamento térmico pré-radiação nos sensores.

2.2. DOSÍMETROS A DIODOS

A principal estrutura deste dosímetro é o diodo de silício, componente semiconductor formado por uma junção P-N.

Sua principal vantagem é possibilitar que a medição *in vivo* seja feita online, auxiliando numa possível interrupção do tratamento. Contudo, apresenta a desvantagem de utilizar cabos, os quais não só proporcionam desconforto ao paciente, como também, contêm metais que podem refletir a radiação e interferir na medida.



Figura 2: Dosímetros a Diodo

2.3. DOSÍMETROS A MOSFET

O MOSFET (*metal-oxide-semiconductor field-effect transistor*) é a estrutura utilizada neste dosímetro e proporciona diversas vantagens, dentre elas:

- A capacidade de armazenar a informação da dose total;
- Possibilidade de realizar medidas *online* (sem a necessidade de cabos);
- Implementação de circuitos auxiliares para o tratamento/amplificação do sinal em um mesmo chip;
- Tamanho e custo reduzidos.

2.4. FUNCIONAMENTO

Quando o dispositivo é exposto à radiação ionizante, pares elétron-lacuna são criados por toda a matéria. Em condutores estes pares se recombinam rapidamente, já em isolantes, como o óxido de silício (SiO_2) presente no *gate* do dispositivo, essa recombinação não ocorre imediatamente, o efeito deste fenômeno é esquematizado na Figura 3.

Na presença de um campo elétrico, os elétrons e lacunas são transportados através do óxido em sentidos opostos. Os elétrons são transportados mais rapidamente através do óxido do *gate* devido à sua alta mobilidade, já as lacunas são transportadas por um processo muito mais lento, que envolve saltos sucessivos entre as armadilhas da superfície do óxido em direção ao substrato de silício.

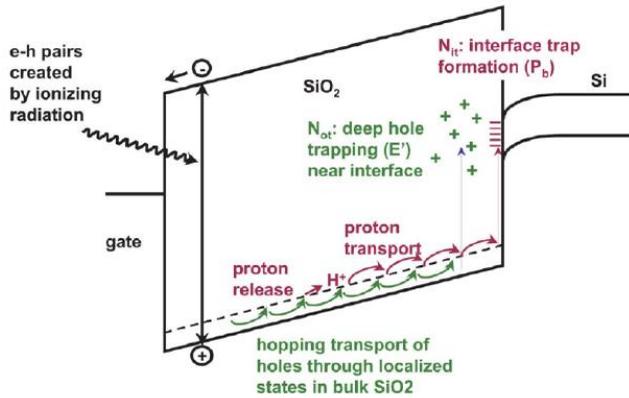


Figura 3: Principais fenômenos desencadeados pela radiação ionizante em uma estrutura MOS, representados em um diagrama de bandas [2]

Deste modo a radiação ionizante faz com que ocorra um acúmulo de cargas no óxido (Q_{ot}), principalmente na região de interface $S-SiO_2$. Outro efeito da radiação ionizada é causar uma variação do número de armadilhas de interface (Q_{it}), estas armadilhas são imperfeições localizadas na interface do semiconductor e podem interagir com o mesmo, emitindo ou capturando portadores. Elas podem ser de dois tipos: as doadoras, podendo ser positivas ou neutras; e as aceitadoras, podendo ser negativas ou neutras.

Este acúmulo de cargas no dispositivo tem diversos efeitos, dentre eles:

- O deslocamento da tensão de limiar;
- O aumento da corrente de fuga;
- A diminuição da mobilidade dos portadores do canal;
- O aumento do ruído *flicker*.

2.4.1. Deslocamento da tensão de limiar

A variação da tensão de limiar é o parâmetro que iremos monitorar, a fim de obter a dose total irradiada no paciente. Essa

variação da tensão de limiar pode ser expressa em função da carga acumulada no óxido e da carga nas armadilhas da interface (1).

$$\Delta V_T = - \frac{\Delta Q_{it} + \Delta Q_{ot}}{C_{ox}} \quad (1)$$

Os efeitos da radiação ionizante são diferentes em dispositivos PMOS e NMOS, pois a contribuição da variação das cargas Q_{it} e Q_{ot} na tensão de limiar é diferente em cada um dos dispositivos. Essa contribuição pode ser observada na Tabela 1.

Transistor	ΔQ_{ot}	ΔQ_{it}	ΔV_T
NMOS	> 0	< 0	?
PMOS	> 0	> 0	< 0

Tabela 1: Contribuição individual das cargas no óxido e na interface para a tensão de limiar

Com os dados da Tabela 1 podemos observar que os efeitos da variação das cargas na tensão de limiar em um dispositivo PMOS se somam, já em dispositivos NMOS as contribuições têm sinais opostos. A diferença entre os dois dispositivos pode ser melhor observada na Figura 4.

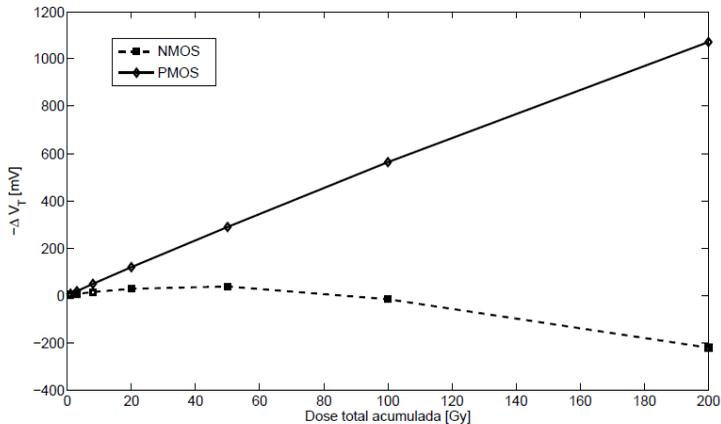


Figura 4: Variação da tensão de limiar em função da dose acumulada [5]

A Figura 4 mostra que a resposta do PMOS à radiação é linear, e este é o principal motivo deste dispositivo ser mais comumente utilizado como dosímetro.

Visto que a dose de radiação é proporcional à variação da tensão de limiar do dispositivo, o bloco principal do projeto é um circuito que extrai essa variação. A proposta de extrair a tensão de limiar será descrita posteriormente.

2.4.2. Fator de rampa e mobilidade

O fator de rampa e a mobilidade também são afetados quando o dispositivo é exposto à radiação. A variação do fator de rampa pode ser descrita através da seguinte equação:

$$n = 1 + \frac{C_b + C_{it}}{C_{ox}} \quad (2)$$

Onde C_b e C_{it} são, respectivamente, as capacitâncias de depleção e das armadilhas de interface. A capacitância de interface pode ser relacionada com o número de armadilhas na interface, conforme expresso pela Equação 3, onde N_{it} é o número de armadilhas por unidade de potencial.

$$C_{it} = qN_{it} \quad (3)$$

Portanto, o fator de rampa aumenta quando o dispositivo é irradiado. Esta variação na inclinação da corrente também pode ser observada na região de sub limiar e é dada por [3].

$$\frac{1}{n} = \phi_t \frac{\partial \ln(I_D)}{\partial V_G} \quad (4)$$

A mobilidade dos portadores também diminui com a exposição à radiação. O efeito da variação da mobilidade, fator de rampa e tensão de limiar podem ser observados na Figura 5.

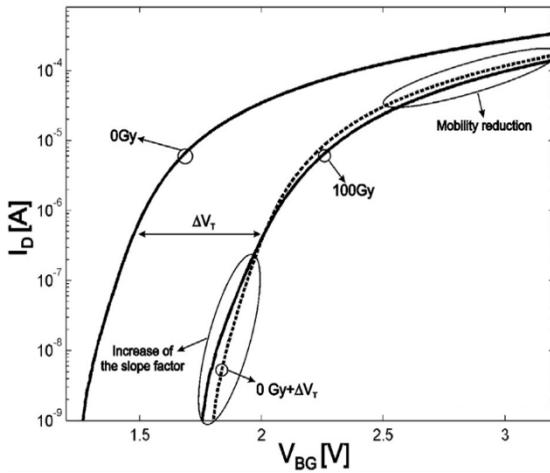


Figura 5: Efeitos da radiação sobre a corrente [5]

2.4.3. Efeitos da polarização durante a exposição

A sensibilidade dos dosímetros depende da magnitude da tensão positiva aplicada no *gate* do dispositivo durante a exposição à radiação. Isto acontece pois tanto a geração de pares no óxido quanto a captura na secção transversal das armadilhas dependem do campo elétrico presente, esta sensibilidade aumenta até chegar em um valor de saturação. Essa saturação ocorre para campos de cerca de 1MV/cm [2].

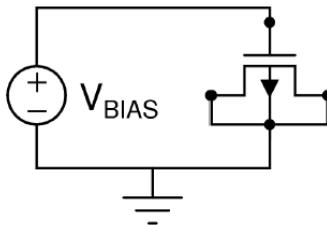


Figura 6: MOSFET polarizado

O sensor também pode ser utilizado passivamente, porém, a sua sensibilidade pode ser 10 vezes menor do que quando polarizado. Com a

polarização, inclusive, o sensor apresenta uma melhor linearidade, isto porque a tensão de limiar de saturação é mais distante quando o campo no óxido é maior.

O sensor pode ser polarizado tanto com tensão negativa quanto positiva, essas duas polarizações levam a efeitos distintos, dentre eles:

- **PGI - *Positive Gate Irradiation***

Esta técnica permite diminuir o valor da tensão de limiar (aumenta o valor absoluto) aplicando uma tensão positiva no *gate* do dispositivo enquanto o mesmo é irradiado, essa diminuição ocorre devido à captura de cargas nas armadilhas. [2]

- **NGI - *Negative Gate Irradiation***

Esta técnica de polarização permite recuperar o valor da tensão de limiar (valor após uma irradiação prévia) aplicando uma tensão negativa no *gate* do dispositivo durante a irradiação. Essa recuperação ocorre, pois, na presença de um campo, lacunas são atraídas para o *gate* e elétrons são atraídos para a interface semicondutor/isolante, nessas condições, existe uma probabilidade de esses elétrons neutralizarem as lacunas presas nessa interface.

Em consequência, a carga presa no óxido diminui e, assim, a tensão de limiar é restaurada a valores próximos dos originais. [2]

A Figura 7 exemplifica o comportamento dos dispositivos que utilizam as técnicas de polarização descritas acima.

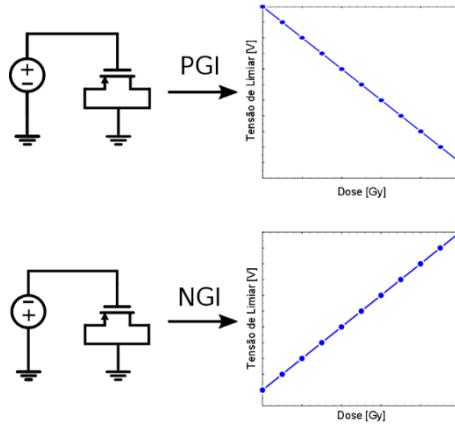


Figura 7: Comportamento dos dispositivos polarizados com tensões V_{NGI} e V_{PGI}

Os níveis de tensão que devem ser aplicados precisam ser encontrados experimentalmente, pois, como pode ser observado na Figura 8, existem determinados níveis de tensão onde a sensibilidade obtida com as técnicas de polarização é similar.

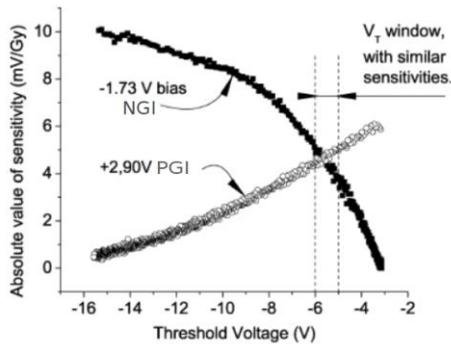


Figura 8: Variação da sensibilidade absoluta com as técnicas de polarização [2]

Obtendo estes níveis de tensão, é possível aproveitar-se destes efeitos para executar uma medida diferencial.

3. OBJETIVO

3.1. GERAL

O uso de dosímetros (de uso pessoal), responsáveis pela medida da radiação acumulada, é essencial quando indivíduos são expostos à radiação ionizante. O transistor MOS pode ser utilizado como sensor de radiação por diversas razões, tais como baixo consumo de potência e área muito reduzida. É importante observar que tanto as baterias (que contêm metais pesados) quanto os fios condutores espalham a radiação. Conseqüentemente, é importante que o dosímetro seja um circuito CMOS passivo que colha a energia da luz ambiente ou de fontes de RF.

Exploraremos o efeito da variação da tensão de limiar de transistores MOS quando expostos à radiação ionizante. Em transistores com óxido espesso, essa variação se torna mais evidente, ou seja, transistores de tecnologias avançadas, com espessura do óxido inferior a 20nm, se tornam praticamente insensíveis aos níveis de radiação utilizados na radioterapia.[2]

Para o desenvolvimento dos dosímetros em tecnologia CMOS, utilizaremos dispositivos de óxido espesso como sensores de radiação [2] e os transistores de óxido fino, protegidos com técnicas de layout contra os efeitos da mesma. Diversas estruturas para o sensor são compatíveis com as tecnologias CMOS [2] - [4].

Implementaremos um método direto e preciso para extrair a tensão de limiar do transistor[3][4]. Este método permite projetar circuitos extratores da tensão de limiar bastante simples e com muito baixo consumo de potência, devido à operação dos transistores na região de inversão fraca/moderada.

O objetivo geral deste projeto é implementar um circuito dosímetro passivo em um único chip de tecnologia CMOS comercial. O circuito deverá ser capaz de colher energia do ambiente, gerar níveis de tensão para polarizar os sensores e alimentar os circuitos.

Como a irradiação é dividida em pequenas parcelas de 2Gy é interessante também o circuito conter uma memória interna, para que se

possa armazenar as etapas de irradiação individualmente. Isso facilitará a verificação da dose total irradiada.

A Figura 9 é um esboço dos blocos básicos do projeto, esses blocos poderão ser implementados separadamente a fim de melhor caracterizar seu funcionamento quando irradiados. O bloco do dosímetro será implementado neste projeto.

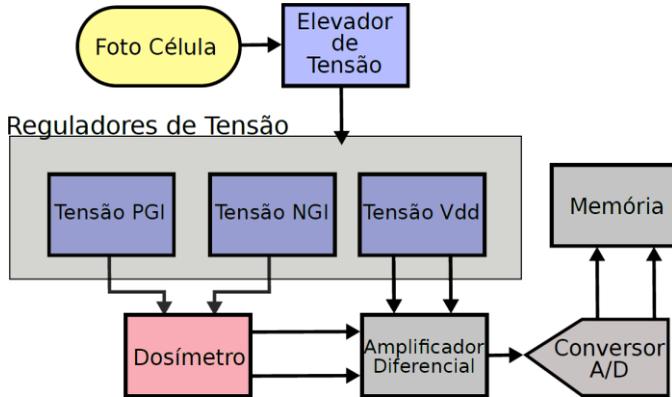


Figura 9: Diagrama básico de funcionamento do dosímetro *in vivo*

3.2. DOSÍMETRO DE BAIXO CONSUMO ALIMENTADO COM FOTOCÉLULA

Este trabalho tem como objetivo projetar e validar, por meio de simulação, o circuito extrator da tensão de limiar, parte essencial do dosímetro de radiação *in vivo*.

O foco principal é projetar um circuito extrator com alta sensibilidade, utilizando uma tecnologia CMOS comercial, a fim de utilizá-lo no auxílio do tratamento de radioterapia, onde seu papel será verificar o nível de radiação ao qual o paciente é exposto ao longo do tratamento.

Para isto utilizaremos sensores MOSFET, estes sensores são transistores PMOS da tecnologia XH018 e contêm uma espessura de

óxido(t_{ox}) de, aproximadamente, 40 nm. Sabemos que a sensibilidade do sensor é proporcional a t_{ox}^2 e com base na sensibilidade obtida em [2] (aproximadamente $440 \frac{mV}{Gy}$ para um t_{ox} de 590 nm), esperamos obter uma sensibilidade de aproximadamente $2 \frac{mV}{Gy}$ que pode ser aumentada utilizando as técnicas de polarização PGI e NGI.

Ao fim do projeto deveremos ter projeto do circuito extrator da tensão de limiar que possa ser alimentado por meio de uma fotocélula e cujo layout possa ser feito posteriormente.

4. O SENSOR

O transistor utilizado como sensor foi o PMA, da tecnologia XH018 da XFAB [6]. Esta tecnologia, além de transistores de óxido espesso, também inclui fotocélulas, possibilitando a implementação do projeto em uma única tecnologia. Outra vantagem desta tecnologia é apresentar transistores com espessura do óxido inferior a 15 nm, os quais não sofrem variações significativas em seus parâmetros com a exposição à radiação [2], e foram utilizados no projeto dos blocos adjacentes aos sensores. Na figura 10 pode ser observado o corte transversal do transistor PMA.

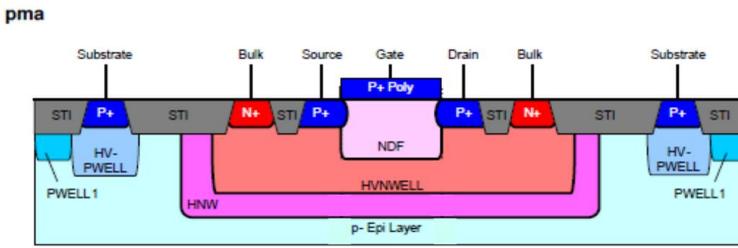


Figura 10: Corte transversal do MOSFET utilizado como sensor

Através do método $\frac{g_m}{I_D}$ [3] foi possível obter os valores da tensão de limiar (V_{TH}) e da corrente de folha (I_{SH}) do transistor PMA, Figura 11.

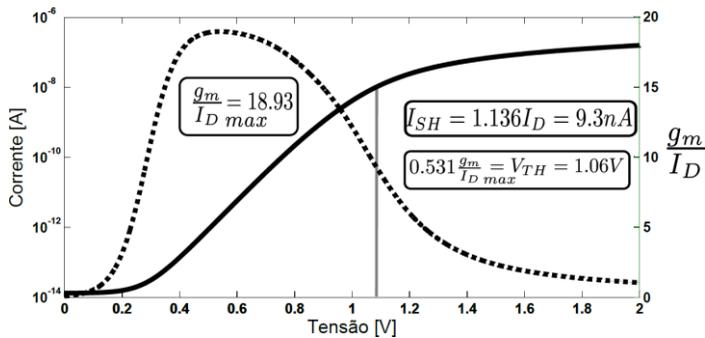


Figura 11: Método de extração da corrente de folha e tensão de limiar

Estes valores, junto aos parâmetros adquiridos no manual do dispositivo, podem ser observados na Tabela 2.

Dispositivo	V_{TH} [V]	t_{ox} [nm]	I_{SH} [nA]	V_{DSmax} [V]	V_{GSmax} [V]
PMA	1.06	40.6	9.3	6	18

Tabela 2: Parâmetros do sensor PMA

5. EXPOSIÇÃO DOS SENSORES À RADIAÇÃO

A fim de aproveitar os efeitos da polarização nos transistores durante a exposição, polarizamos conjuntos de transistores PMA com tensões positivas e negativas. O conjunto de transistores polarizados com uma tensão negativa (NGI) terá a tensão de limiar diminuída ao longo da irradiação, enquanto nos transistores polarizados com uma tensão positiva (PGI) a tensão de limiar será aumentada, este comportamento pode ser observado na Figura 12.

Isso possibilita executar uma medida diferencial da tensão de limiar e minimizar alguns efeitos secundários de modo comum, como flutuações de temperatura, ruído, etc.

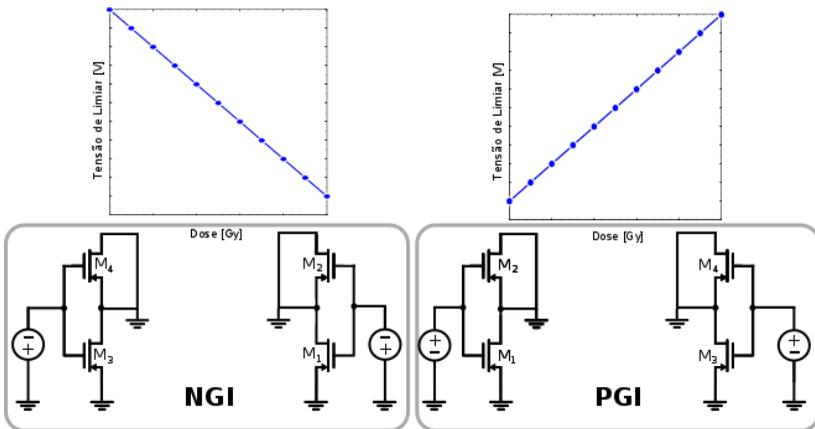


Figura 12: Exposição dos sensores utilizando as técnicas de polarização NGI e PGI

Após a exposição dos transistores à radiação, podemos utilizar métodos para a extração da tensão de limiar, possibilitando, então, avaliar a quantidade de radiação aos transistores foram expostos.

5.1. EXTRAÇÃO DA TENSÃO DE LIMIAR

O circuito da Figura 13 é o extrator da tensão de limiar com corrente constante, onde o transistor pode ser conectado como um diodo e é polarizado com uma corrente de valor fixo.

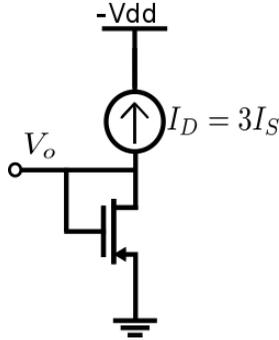


Figura 13: Extrator da tensão de limiar com corrente constante [3]

A tensão de saída V_O do circuito extrator da tensão de limiar pode ser expressa segundo a Equação 5, o desenvolvimento desta equação é descrito em [3].

$$V_O = V_{TH} - n\phi_t \left(\sqrt{1 + i_f} - 2 + \ln \left(\sqrt{1 + i_f} - 1 \right) \right) \quad (5)$$

Sabemos que a relação entre o nível de inversão (i_f) e a corrente (I_D) é:

$$i_f = \frac{I_D}{S_x I_{SH}} S_x = \frac{W_x}{L_x} I_{SH} = \frac{2n C'_{ox} \phi_t^2}{2}$$

Analisando a equação 5 notamos que se tomarmos $i_f = 3$, a tensão de saída V_O será igual a V_{TH} (Figura 144).

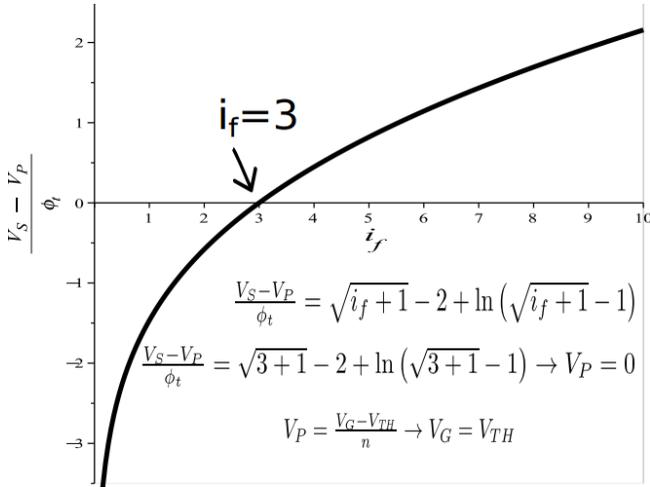


Figura 14: Ponto de polarização do transistor

Uma deficiência deste método para a medição da variação da tensão de limiar devido à radiação ionizante é que, como mencionado previamente, além da tensão de limiar (V_{TH}), outros parâmetros do transistor variam com a exposição à radiação, como a mobilidade ($\mu_p(n)$) e o *slope factor* (n).

A variação destes parâmetros irá modificar a corrente de folha I_{SH} dos transistores e, para uma corrente de polarização constante, o circuito não estará mais no ponto de operação ideal ($i_f = 3$), ou seja, V_O será diferente da tensão de limiar.

5.2. SELF-BIASED CURRENT SOURCE (SBSC)

A solução adotada para este problema foi implementar a técnica utilizada no extrator CC, em uma *Self-Biased Current Source* (Figura 155), que consiste em uma fonte de corrente proporcional à corrente de folha I_{SH} dos transistores.

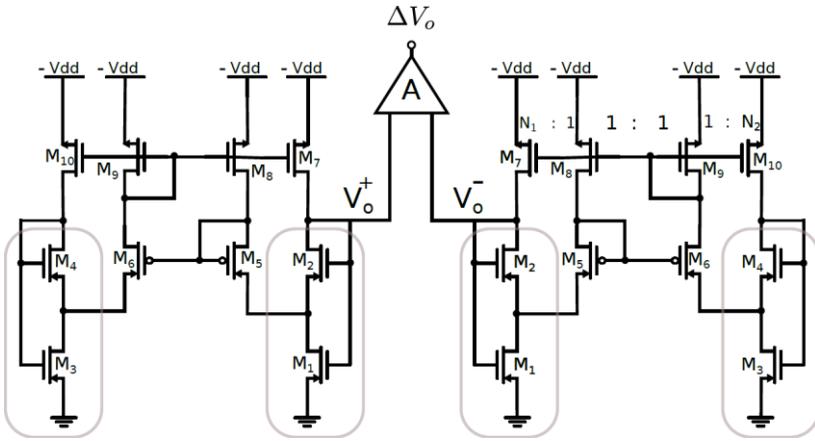


Figura 16: Leitura diferencial dos sensores

6. CHAVEAMENTO DOS MODOS DE OPERAÇÃO DO CIRCUITO EXTRATOR DA TENSÃO DE LIMAR

Como o circuito contém dois modos de operação, um em que os sensores são polarizados para serem irradiados (Figura 12) e outro em que a tensão de limiar é extraída (Figura 15), foi necessária a inserção de algumas chaves no circuito para comutar entre esses modos. Estas chaves foram dimensionadas de forma a não prejudicarem o funcionamento normal do circuito. As chaves inseridas podem ser observadas na Figura 17.

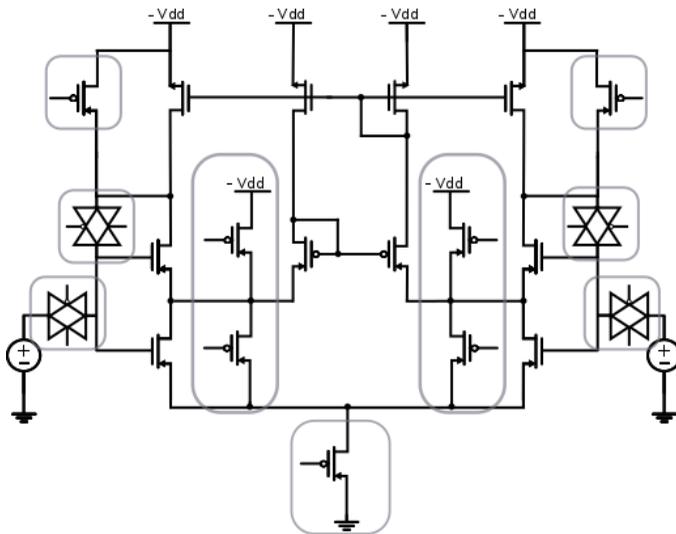


Figura 17: Circuito de extração da tensão de limiar com circuito de chaveamento

Para evitar que ocorra um curto circuito entre V_{dd} e GND , foi inserido um circuito de *non-overlapping clock*. Este circuito pode ser observado na Figura 188.

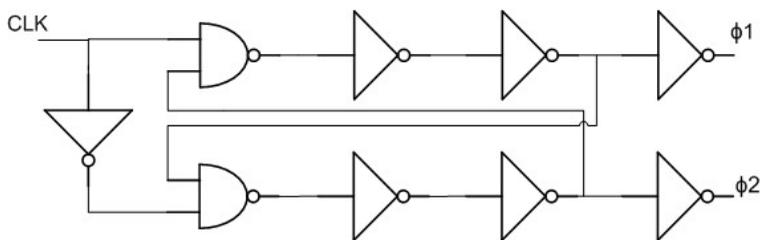


Figura 18: Circuito de *non-overlapping clock*

7. EQUACIONAMENTO DO CIRCUITO

7.1. SELF CASCODE MOSFET (SCM)

O dimensionamento dos transistores e do nível de inversão deste bloco pode ser facilmente calculado utilizando a UICM (*unified current-control model*)[8], que é descrita através da Equação 6.

$$\frac{V_{S(D)} - V_P}{\phi_t} = \sqrt{1 + i_{f(r)}} - 2 + \ln\left(\sqrt{1 + i_{f(r)}} - 1\right) \quad (6)$$

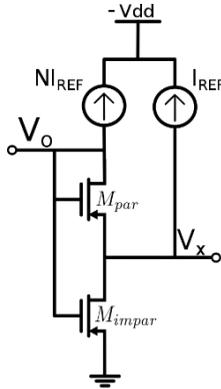


Figura 19: *Self Cascode MOSFET*

Analisando o circuito da Figura 199, notamos que $V_{Spar} = V_{Dimpair}$ e desde que as tensões de *pinch off* (V_P) dos transistores sejam iguais, podemos aplicar a Equação 6 e obter que $i_{fpar} = i_{rimpar}$.

Sabendo que:

$$I_{Dpar} = I_{SH} S_{par} i_{fpar} = NI_{REF} \quad (7)$$

$$I_{Dimpair} = I_{SH} S_{impair} (i_{fimpair} - i_{rimpar}) = (N + 1)I_{REF} \quad (8)$$

Por meio das equações 7 e 8 chegamos na seguinte expressão:

$$i_{f_{impar}} = i_{f_{par}} \left[1 + \frac{S_{par}}{S_{impar}} \left(1 + \frac{1}{N} \right) \right] \quad (9)$$

Onde $\left[1 + \frac{S_{par}}{S_{impar}} \left(1 + \frac{1}{N} \right) \right] = \alpha$, e com isto temos que:

$$i_{f_{impar}} = i_{f_{par}} \alpha \quad (10)$$

Agora aplicando a Equação 6 para *source* do transistor M_{par} , encontramos que:

$$\frac{V_X - V_P}{\phi_t} = \sqrt{1 + i_{f_{par}}} - 2 + \ln \left(\sqrt{1 + i_{f_{par}}} - 1 \right) \quad (11)$$

Aplicando também a Equação 6 no *source* M_{par} , temos:

$$-\frac{V_P}{\phi_t} = \sqrt{1 + i_{f_{impar}}} - 2 + \ln \left(\sqrt{1 + i_{f_{impar}}} - 1 \right) \quad (12)$$

Através das equações 10, 11 e 12 foi possível obter a seguinte relação:

$$\frac{V_X}{\phi_t} = \sqrt{i_{f_{par}} + 1} - \sqrt{\alpha i_{f_{par}} + 1} + \ln \left(\frac{\sqrt{1 + i_{f_{par}}} - 1}{\sqrt{\alpha i_{f_{par}} + 1} - 1} \right) \quad (13)$$

Após encontrados os níveis de inversão pode-se encontrar a dimensão dos transistores através das seguintes equações:

$$S_{impar} = \frac{(N + 1)I_{REF}}{I_{SH}(i_{f_{impar}} - i_{f_{par}})} S_{par} = \frac{NI_{REF}}{I_{SH}i_{f_{par}}} \quad (14)$$

Analisando as equações 15 e 16, é possível perceber que para satisfazer a condição de $R_{1,2}$ maior que $R_{3,4}$, os níveis de inversão dos transistores $M_{1,2}$ devem ser menores que os dos transistores $M_{3,4}$.

Contanto que obedecido o requisito para convergência deste circuito, podemos expressar a tensão V_x de acordo com a Equação 17 [7].

$$V_x = V_{ref} + \phi_t \ln\left(\frac{J}{K}\right) \quad (17)$$

No intuito de obter um circuito mais simétrico, podemos tomar $J = K = 1$, desta forma temos:

$$V_x = V_{ref} \quad (28)$$

8. DIMENSIONAMENTO DOS TRANSISTORES

8.1. SELF-CASCODEMOSFET M_{1-2} (SCM $_{1-2}$)

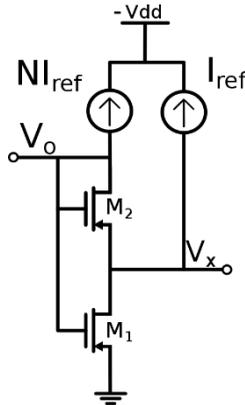


Figura 21: *Self Cascode MOSFET M_{1-2}*

No intuito de obter $V_O = V_{TH}$, forçamos $i_{f1} = 3$, e por simplicidade, tomamos que $S_1 = S_2$ e $N = 1$. Aplicando estes valores na Equação 9, obtemos que $\alpha = 3$ e $i_{f2} = 1$. Com estes valores podemos utilizar a Equação 13 e obter:

$$\frac{V_X}{\phi_t} = -1.46716 \quad (39)$$

Calculamos as dimensões dos transistores (Equação 14) supondo que a corrente de referência (I_{REF}) seja igual à corrente de folha dos transistores (I_{SH}), com isto obtemos os seguintes níveis de inversão e dimensões dos transistores:

Transistores	M_1	M_2
i_f	3	1
S	1	1

Tabela 3: Dimensões dos transistores SCM $_{1-2}$

8.2. SELF-CASCADEMOSFET_{3,4} (SCM_{3,4})

Neste SCM os níveis de inversão devem ser maiores que os do SCM_{1,2}, assim garantindo a estabilidade do circuito.

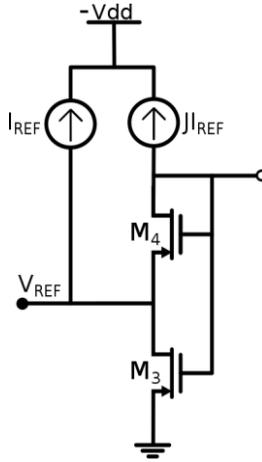


Figura 22: *Self Cascade MOSFET* $M_{3,4}$

Para garantir que os níveis de inversão estejam distantes tomamos $i_{f3} = 70$. Caso tomássemos $J = 1$ neste circuito, a razão $\left(\frac{W}{L}\right)$ dos transistores seria muito pequena, dificultando a implementação. Por este motivo, escolhemos $J = 8$.

Substituindo na Equação 13 a relação $i_{par} = \frac{i_{impar}}{\alpha}$ para dimensionar os transistores $M_{3,4}$, e resolvendo numericamente a mesma para $\frac{V_X}{\phi_t} = -1.46717$, obtemos $\alpha = 1.397$. Com este valor, obtemos a razão das dimensões entre M_3 e M_4 .

Sabendo o valor do nível de inversão do transistor M_3 e o valor de α , facilmente encontramos o valor do nível de inversão de M_4 através da Equação 10, obtendo, então, suas dimensões (Tabela 4) com a Equação 14.

Transistores	M_3	M_4
i_f	70	50.1
S	0.452	0.160

Tabela 4: Dimensões dos transistores $SCM_{3,4}$

8.3. WILSON CURRENT MIRROR

O dimensionamento dos transistores do *Wilson current mirror* foi feito de forma a deixar os transistores M_{5-6} operando na inversão fraca, e os transistores M_{8-9} na inversão forte. O nível de inversão e a razão $\frac{W}{L}(S)$ destes transistores pode ser observada na Tabela 5.

Transistores	M_5	M_6	M_7	M_8
i_f	0.1	0.1	15	15
S	10	10	0.07	0.07

Tabela 5: Dimensões dos transistores do WCM

Com o dimensionamento dos SCM_{12} e SCM_{34} feito, foi possível calcular as resistências vistas pelos *sources* dos transistores M_{5-6} e checar se o critério de estabilidade é obedecido. Por meio das equações 14 e 15, calculamos que:

$$R_{1,2} = 470.46k > R_{3,4} = 304.29k$$

Garantindo que o circuito irá operar de modo estável com os níveis de inversão escolhidos para os SCMs.

9. RESULTADOS

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos por meio das simulações da *Self-Biased CurrentSource* (Figura 15). Estas simulações foram feitas no software Virtuoso, da CADENCE.

9.1. TRANSIENTE

Após validar o funcionamento da SBCS, algumas chaves foram inseridas para efetuar a comutação entre os modos de operação, como descrito na seção 6. No circuito, foi inserido um *clock* de frequência de 500 Hz e se realizou uma análise transiente, na qual monitoramos o comportamento da tensão de saída V_O (Figura 24) e da corrente de referência (Figura 23) do circuito.

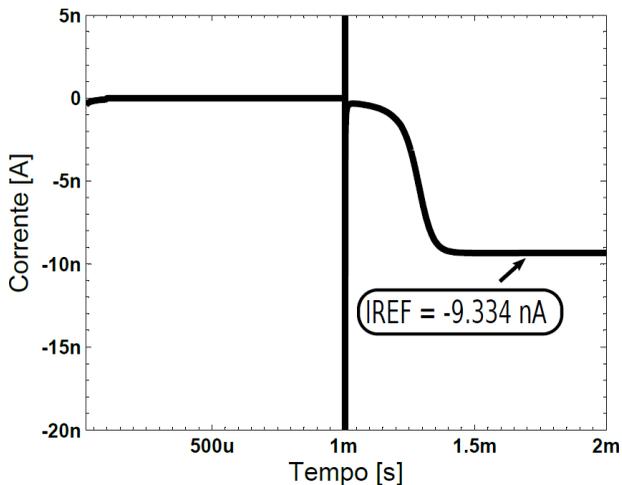


Figura 233: Comportamento transiente da corrente de referência

O valor obtido, para corrente de referência como esperado, é muito próximo da corrente de folha obtido através da caracterização do sensor (Figura 11).

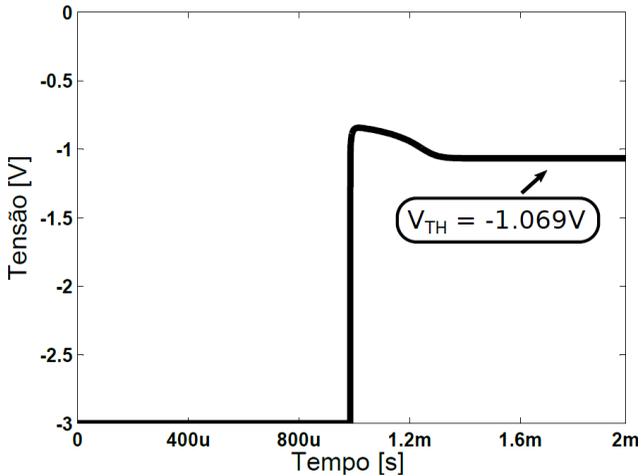


Figura 244: Comportamento transiente da tensão V_o

A tensão obtida neste nó é a tensão de limiar obtida por meio da caracterização do sensor. Também é possível observar que, antes de o circuito entrar no modo de extração da tensão de limiar, a tensão no *gate* dos transistores é $-V_{dd}$, ou seja, a técnica implementada é a NGI.

Na Figura 25 observa-se o comportamento transiente das tensões de referência.

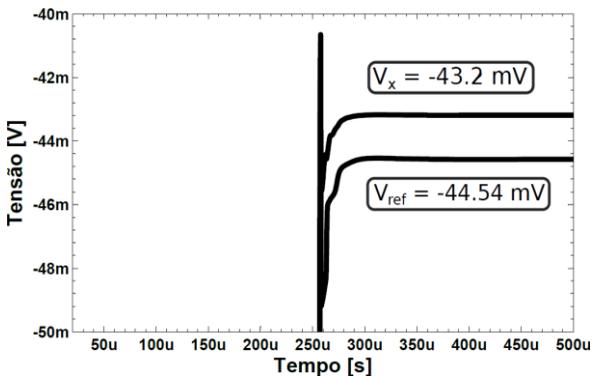


Figura 255: Comportamento transiente das tensões de referência

A tensão V_x deveria ser idêntica à tensão V_{ref} , porém, diferem-se por pouco mais de 1mV. Outro detalhe sobre estes sinais é que a sua tensão deveria ser cerca de $-1.47\phi_t$, entretanto, o valor obtido é, aproximadamente, $-1.67\phi_t$. Contudo, esta diferença de praticamente 10% não interferiu no correto funcionamento do circuito.

9.2. TEMPERATURA

No intuito de verificar a dependência térmica destes sinais realizou-se uma simulação DC, na qual é feita uma varredura de -60°C a 100°C . Procurou-se observar o comportamento das tensões de referência V_x e V_{ref} (Figura 26), da tensão de saída V_O (Figura 28) e da corrente de referência (Figura 27). Figura 26

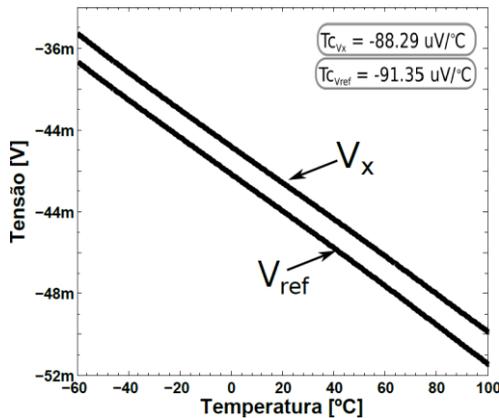


Figura 266: Dependência da tensão de referência com a temperatura

Embora o valor, em módulo, da tensão de referência, seja ligeiramente diferente, o valor dos seus coeficientes de temperatura é praticamente igual.

A corrente de referência não apresentou grandes variações, o gráfico da Figura 27 mostra o coeficiente de temperatura normalizado pela corrente de referência. O eixo-Y deste gráfico encontra-se em ppm (partes por milhão).

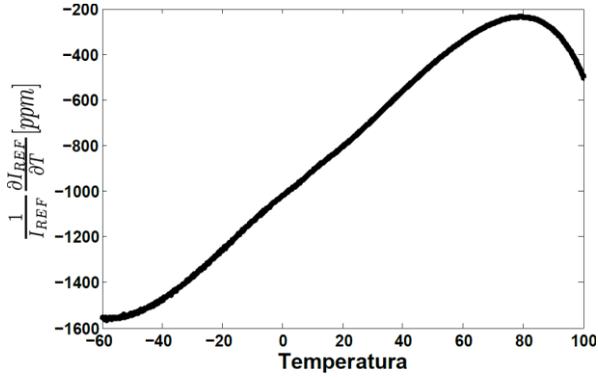


Figura 277: Variação da corrente de referência normalizada em função da temperatura

A tensão de limiar apresentou uma dependência linear com a temperatura. Seu comportamento pode ser observado na Figura 28.

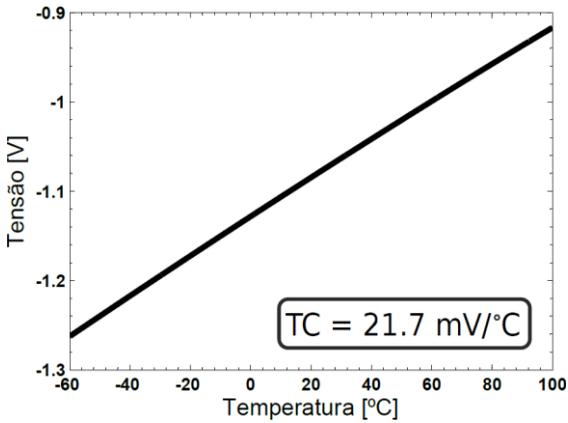


Figura 288: Dependência da tensão de limiar com a temperatura

9.3. DEPENDÊNCIA COM A TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO

O circuito deve ser alimentado por uma fotocélula, contudo, devido à variação da luminosidade do ambiente, a tensão fornecida pode ser ligeiramente diferente da nominal, mesmo com o auxílio de um regulador de tensão. Sabendo disto, realizamos uma simulação DC variando a tensão de alimentação em $\pm 10\%$ de seu valor nominal, e observamos o comportamento dos principais sinais.

A corrente de referência obteve uma variação máxima de, aproximadamente, 9% de seu valor nominal, isto pode ser observado na Figura 29.

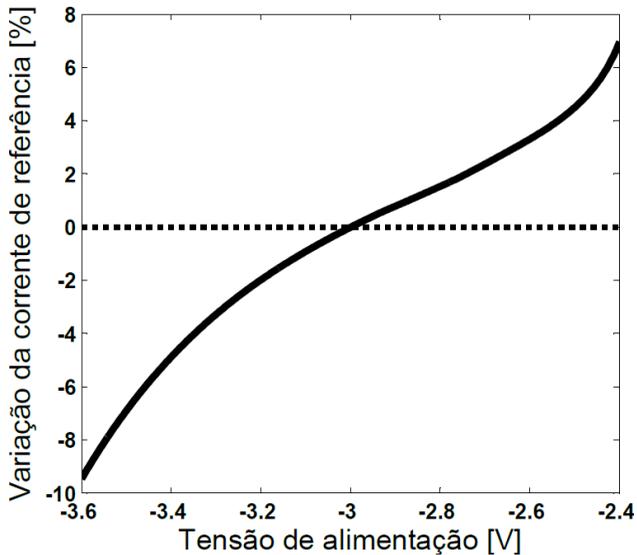


Figura 29: Dependência da corrente de referência com a alimentação

Analisamos, também, o comportamento das tensões de referência, que se mostraram muito menos dependentes da tensão de alimentação, com uma variação máxima em torno de 2% do valor nominal (Figura 30).

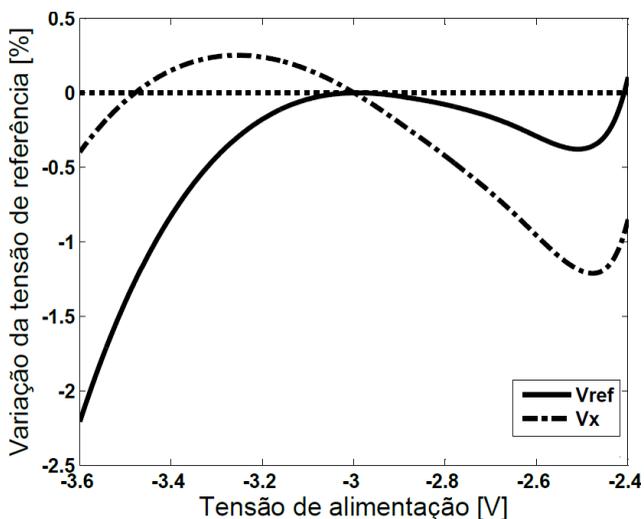


Figura 300: Dependência da tensão de referência com a alimentação

Apesar da grande variação na corrente de referência, verificou-se uma dependência muito pequena da tensão de limiar lida com a alimentação, obtendo um desvio máximo de 0,7% (Figura 311).

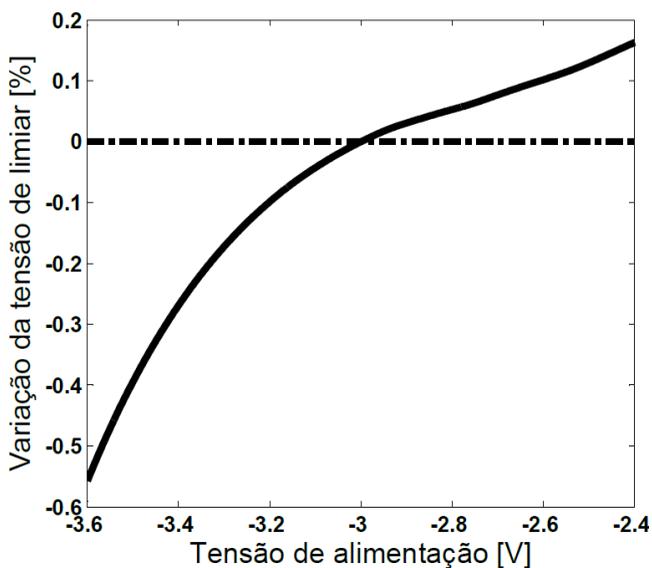


Figura 311: Dependência da leitura da tensão de limiar com a alimentação

9.4 VALIDAÇÃO DO SENSOR

Visto que, ao ser irradiado, a tensão de limiar e a mobilidade dos portadores no circuito irão se alterar, vê-se a necessidade de avaliar o comportamento do circuito com estas variações.

Para simular um circuito em exposição à radiação, alterou-se o modelo físico do transistor, variando a tensão de limiar e a mobilidade do modelo. Como a definição da tensão de limiar do modelo pode ser diferente da que utilizamos, aplicamos uma variação linear nela e monitoramos a tensão de saída do circuito. Com isso, obtemos o seguinte resultado (Figura 322).

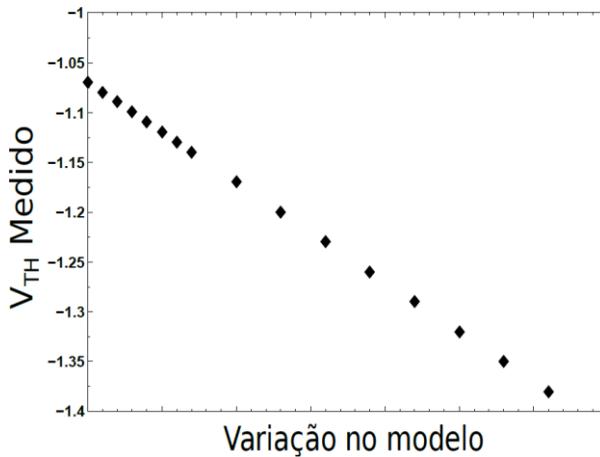


Figura 322: Simulação da variação da tensão de limiar à exposição do circuito à radiação

O resultado é satisfatório, pois aplicamos uma variação de 400mV na tensão de limiar e o circuito continua a responder de forma linear.

Fizemos outra simulação similar, diferindo, apenas, o parâmetro variado. Nesta simulação, diminuímos linearmente em 10% a mobilidade. No gráfico da Figura 333, observa-se o comportamento da corrente de referência em função da variação da mobilidade.

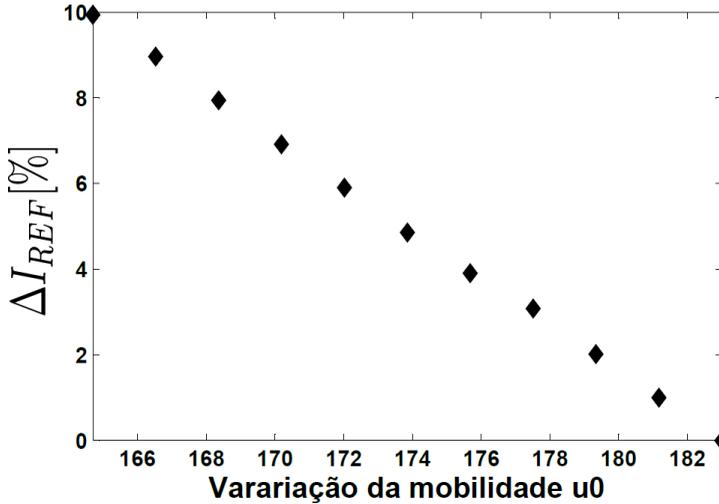


Figura 333: Efeitos da variação da mobilidade na corrente de referência

Como esperado, há uma variação linear entre a corrente de referência e a mobilidade, ou seja, diminuímos em 10% a mobilidade e obtivemos uma corrente 10% maior.

Ao efetuar uma varredura na mobilidade, também avaliamos seu impacto na tensão de limiar, o resultado obtido encontra-se na Figura 344.

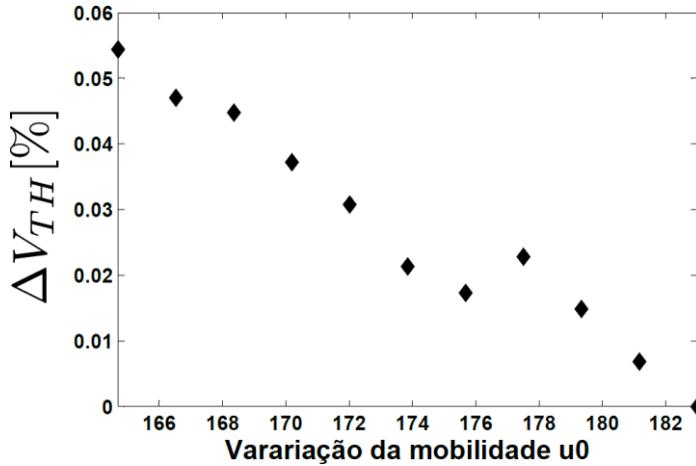


Figura 344: Efeito da variação da mobilidade sobre a tensão de limiar

Nota-se que a tensão de limiar permanece, praticamente, insensível a variações na mobilidade. A variação máxima ocorrida é de 0.054% de seu valor nominal. Desta forma, observa-se que o circuito compensa a variação da corrente de folha do transistor, mantendo ele em um mesmo ponto de operação.

10. CONCLUSÕES

Os resultados apresentados neste trabalho são promissores, uma vez que, o circuito apresentado corrige as deficiências do extrator da tensão de limiar CC convencional no monitoramento da radiação incidente sobre os dispositivos.

Para este projeto, o próximo passo seria terminar o *layout* do circuito e fazer a extração das resistências, capacitâncias e indutâncias parasitas do mesmo. Com estes dados, seria possível refazer as simulações e, uma vez satisfatórias, seria possível mandar produzir um *test-chip* com o circuito e um grupo de transistores para caracterizar os efeitos da polarização dos dispositivos. Dessa forma, poderemos voltar a etapa de projeto e implementar o circuito diferencial.

11. REFERÊNCIAS

[1] INSTITUTO BRASILEIRO DE CONTROLE DO CÂNCER. Dúvidas Frequentes. Tratamento: Radioterapia. Florianópolis, 2015. Disponível em: <<http://www.ibcc.org.br/duvida/tratamentos/radioterapia/4/43/>>. Acesso em: 07 fev. 2015

[2] Tesisdoctoral de Mariano Garcia Inza, “Sensores MOS deradiación ionizante. Fenómenosfundamentales, estructura y circuitos”, director Prof. AdriánFaigón, UBA, Facultad de Ingeniería, Buenos Aires, Outubro 2013.

[3]O. F. Siebel, M. Cherem Schneider, C.Galup-Montoro, “MOSFET Threshold Voltage:Definition, extraction, and some Applications”, Microelectronics Journal, vol. 43, n°.5,pp.329-336, May 2012

[4] R. D. Schrimpf, “Radiation Effects in Microelectronics”, in Radiation effects on embedded systems, R. Velazco, P. Fouillat, and R. Reis (Editors), Springer, 2007, pp.11-29.

[5] “Desenvolvimento de um dosímetro *in vivo* a MOSFET para aplicações em radioterapia”,O. F. Siebel, UFSC Dezembro 2013.

[6] XFAB. Technology CMOS. 0.18 Micron Modular HT HV CMOS Technology. Florianópolis, 2015. Disponível em: <<http://www.xfab.com/technology/cmos/018-um-xh018/>>. Acessoem: 07 mar. 2015

[7]E. M. Camacho-Galeano, C. Galup-Montoro and M. C. Schneider, “A 2-nW 1.1-VSelf-Biased Current Reference in CMOS Technology”, IEEE Transactions on Circuits andSystems II: Express Briefs, vol. 52, no. 2, pp. 61-65, February 2005. [TCASII Top 25Articles per Periodical Title - PDFs Downloaded from January - December 2005]

[8] Márcio Cherem Schneider and Carlos Galup-Montoro, “CMOS Analog Design UsingAll-Region MOSFET Modeling”, 1st edition, Cambridge University Press, 2010, ISBN 978-0521110365.

[9] Conference: Proceedings of the 22st Annual Symposium on Integrated Circuits andSystems Design: Chip on the Dunes, SBCCI 2009, Natal, Brazil, August 31 - September 03,2009

